

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2005-020693

(43)Date of publication of application : 20.01.2005

(51)Int.Cl.

H03F 3/24

H03F 1/32

H04B 1/04

(21)Application number : 2003-385199

(71)Applicant : NORTHROP GRUMMAN CORP

(22)Date of filing : 14.11.2003

(72)Inventor : WINTER FRANK
ROBINSON IAN
DEMORE WALTER

(30)Priority

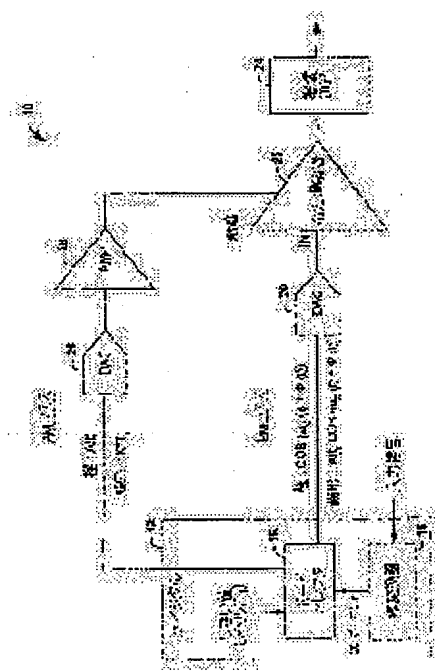
Priority number : 2003 606093 Priority date : 24.06.2003 Priority country : US

(54) POLE AND LINEAR AMPLIFIER SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an amplifier system for switching an operation between a pole mode and a linear mode on the basis of the characteristics of an input signal taking a threshold level as a reference.

SOLUTION: The system comprises a power amplifier 22 for amplifying the input signal, and a mode selector 16 for controlling the operation of the amplifier between the pole mode and the linear mode on the basis of the characteristics of the input signal taking the threshold level as a reference. The power amplifier has an input terminal and a feeding terminal. The mode selector transmits a signal component which is obtained by subjecting the input signal to phase-modulation to the input terminal and a signal component which is obtained by subjecting the input signal to amplitude-modulation to the feeding terminal, while being operated in the pole mode. The mode selector transmits a composite signal component to the input terminal and an amplitude signal component which is substantially constant to the feeding terminal, while being operated in the linear mode.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

07.04.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of

rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-20693

(P2005-20693A)

(43) 公開日 平成17年1月20日 (2005.1.20)

(51) Int. Cl. ⁷

H03F 3/24

H03F 1/32

H04B 1/04

F 1

H03F 3/24

H03F 1/32

H04B 1/04

E

テーマコード (参考)

5J500

5K060

審査請求 有 請求項の数 10 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2003-385199 (P2003-385199)
 (22) 出願日 平成15年11月14日 (2003.11.14)
 (31) 優先権主張番号 10/606093
 (32) 優先日 平成15年6月24日 (2003.6.24)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 503123152
 ノースロップ・グラマン・コーポレーション
 NORTHROP GRUMMAN CORPORATION
 アメリカ合衆国カリフォルニア州9006
 7-2199, ロサンゼルス, センチュリー
 ・パーク・イースト 1840

(74) 代理人 100089705

弁理士 社本 一夫

(74) 代理人 100076691

弁理士 増井 忠武

(74) 代理人 100075270

弁理士 小林 泰

最終頁に続く

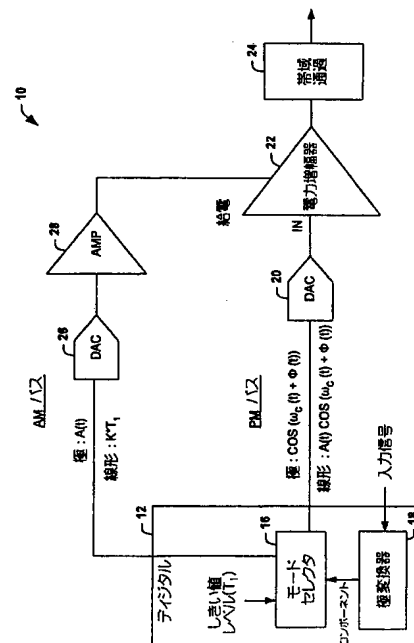
(54) 【発明の名称】 極および線形増幅器システム

(57) 【要約】

【課題】 しきい値レベルを基準とした入力信号の特性に基づいて極モードと線形モードの間で動作を切り替えている増幅器システムを提供する。

【解決手段】 入力信号を増幅させるように動作する電力増幅器22と、しきい値レベルを基準とした入力信号の特性に基づいて該増幅器の動作を極モードと線形モードの間で制御するモードセクタ16と、を備える。電力増幅器が入力端子および給電端子を有しており、前記モードセクタは極モード動作の間において、入力信号の位相変調した信号コンポーネントを入力端子に、また入力信号の振幅変調した信号コンポーネントを給電端子に伝送すると共に、該モードセクタは線形モード動作の間において、複合信号コンポーネントを入力端子に、また実質的に一定の振幅信号コンポーネントを給電端子に伝送する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力信号を増幅させるように動作する電力増幅器と、
しきい値レベルを基準とした入力信号の特性に基づいて該増幅器の動作を極モードと線形モードの間で制御するモードセクタと、
を備える増幅器システム。

【請求項 2】

前記電力増幅器が入力端子および給電端子を有しており、前記モードセクタは極モード動作の間において、入力信号の位相変調した信号コンポーネントを入力端子に、また入力信号の振幅変調した信号コンポーネントを給電端子に伝送すると共に、該モードセクタは線形モード動作の間において、複合信号コンポーネントを入力端子に、また実質的に一定の振幅信号コンポーネントを給電端子に伝送する、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 3】

前記入力信号が位相および／または振幅変調した信号であり、かつ前記しきい値レベルが該入力信号と関連づけられた包絡線振幅レベルであり、前記電力増幅器がしきい値レベルを超える入力信号包絡線振幅レベルでは極モードで、またしきい値レベル未満の入力信号包絡線振幅レベルでは線形モードで動作する、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 4】

前記モードセクタが、第 1 のデジタル対アナログ変換器 (DAC) を介して電力増幅器の入力端子と結合させた第 1 の出力と、第 2 の DAC および変調増幅器を介して電力増幅器の給電端子と結合させた第 2 の出力とを有すると共に、該モードセクタは増幅器入力信号コンポーネントおよび増幅器給電信号コンポーネントのデジタル表示を、デジタル表示をアナログ信号に変換する第 1 および第 2 の DAC のそれぞれに伝送する、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 5】

増幅器入力信号コンポーネントおよび給電信号コンポーネントのうちの少なくとも一方のデジタル表示が所望の無線送信周波数において直接アナログ領域に変換されるように、前記第 1 および第 2 の DAC のうちの少なくとも一方がデルタシグマ DAC である、請求項 4 に記載のシステム。

【請求項 6】

前記電力増幅器がある一定のクラスを有する線形クラスタイプの増幅器である、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 7】

さらに、電力増幅器の出力ひずみを軽減させるように、入力信号の複合信号コンポーネントおよび入力信号の極コンポーネントのうちの一方を修正する事前ひずみコンポーネントを備える、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 8】

増幅器システムの所望の出力信号に対応した基準信号を発生しているデジタル相互キャンセレーションコンポーネントをさらに備えており、該クリーンな基準信号は電力増幅器からの出力信号の一部分と結合させ、最終の出力信号を生成させるように反転させかつ遅延バージョンの電力増幅器の出力信号と結合させるための誤差信号を決定する、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 9】

前記基準信号が、基準信号をデジタル領域からアナログ領域に変換して所望の無線送信周波数に直接変換するデルタシグマデジタル対アナログ変換器 (DAC) に供給される、請求項 8 に記載のシステム。

【請求項 10】

入力信号から大きなピーク信号を除去するピーク対平均低減 (PAR) コンポーネントをさらに備えており、該大きなピーク信号は前記デジタル相互キャンセレーションコンポーネントによって最終の出力信号に戻すように加算する、請求項 8 に記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、全般的には電子デバイスに関し、さらに詳細には極および線形増幅器システムに関する。

【背景技術】

【0002】

スペクトル効率の良い変調形式を有するワイヤレス通信送信機に使用されるRF電力増幅器では、変調精度を保持しつつスペクトル再生成(regrrowth)を制限するために高い直線性が必要である。典型的には、入力信号を忠実に再生しつつ増幅器出力を厳密な放射マスク内に制限するために、クラスAタイプ、クラスABタイプまたはクラスBの線形増幅器が利用される。線形増幅器は飽和時の動作の50%を超える電氣的(DC電力入力対RF電力出力またはDC-RF)効率が可能である。しかし線形増幅器は、高い直線性の提供が必要であるため、一般に高効率で動作できない。一定の包絡線波形を得るには、その線形形態の動作を提供できるように線形増幅器を飽和以下で動作させることが多い。時間変動する包絡線では、さらに別の問題が提起される。一般的な解決法は、波形のピークを飽和の近傍で増幅し、これによってその波形の平均パワーが飽和から十分にバックオフさせたレベルで増幅されるようにすることである。このバックオフレベルは、出力電力バックオフ(OPBO)とも云い、線形増幅器の電氣的効率を決定する。

【0003】

たとえば、クラスAタイプ増幅器の効率はそのピーク値に対する出力電力($EFF = P_{OUT} / P_{PEAK}$)に従って減少する。さらに、クラスBタイプ増幅器の効率も、そのピーク値に対する出力電力($EFF = (P_{OUT} / P_{PEAK})^{1/2}$)に従って減少し、クラスABタイプ増幅器はこれらの値の間にある出力電力変動を有する。したがって、増幅器設計において直線性と効率の間で本来的なトレードオフが存在するのが通例である。

【0004】

携帯通信、パーソナル通信、衛星通信などの用途のための最近の送信機では、4相位相偏移変調(QPSK)などのデジタル変調技法を符号分割多重アクセス(CDMA)通信と組み合わせて利用する。データパルスを成形すると、隣接するチャンネル内に帯域外放射が生じることが軽減されるが、時間変動する包絡線を生成させる。多くの送信機(特に、基地局内の送信機)は、時間変動する包絡線によって個々の波形を増幅する以外に、複数のキャリアを増幅するように構成している。マルチキャリア信号は、大きなピーク対平均比(PAR)が得られるような極めて広い分布の電力レベルを有する。したがって、これらのタイプの信号における線形増幅器の動作は極めて非効率である、というのは、これらの増幅器では、その信号は全期間のかなりの部分で大きなピーク電圧よりかなり小さいが、その給電電圧をこの大きなピーク電圧を扱えるような大きさとしなければならないためである。さらに、電力増幅器のサイズおよびコストは、一般に増幅器に要求されるピーク出力電力に比例する。

【0005】

広帯域符号分割多重アクセス(WCDMA)、直交周波数分割多重(OFDM)、グローバル・スタンダード・フォー・モバイル通信(GSM)や符号分割多重アクセス2000(CDMA2000)のマルチキャリアバージョンは、利用が増加するワイヤレス用標準および用途である。これらの各々では、いくつかの場合で10dBを超えるような高いPARレベルを有する波形の増幅が必要である。地上ワイヤレス通信に割り当てられたスペクトル量は希薄であるため、送信で帯域外(OOB)放射を最小にし、干渉環境を最小化することが必要である。10dB以上のPARを有する波形の増幅に使用する線形増幅器は、5~10%のDC-RF効率しか提供できない。この増幅器のピーク出力電力はピーク波形によって大きさが決まる。この増幅器のコストはそのピーク電力に従ったサイズになる。ヒートシンクやDC-DC給電を含むいくつかの別の回路コストは、ピーク電力および消費熱(電氣的非効率性に起因する)と逆の規模となる。AC-DC給電、バック

10

20

30

40

50

アップバッテリー、冷却および回路遮断器からなる関連する基地局コストも、電氣的動作コストの場合と同様に効率と逆の規模になる。DC-RF効率を改善させると製作および動作の両方に関して大きなコスト削減となることは明らかである。

【0006】

非線形クラスのRF電力増幅器（たとえば、クラスC、D、EおよびFタイプの増幅器）は、飽和または飽和近傍においてRFデバイスのオンオフを切り替えており、これらは、RFサイクルの少なくとも半分の間で実施され、かつ圧縮によって十分にバックオフされているようなクラスA、クラスABまたはクラスBタイプなど線形クラスの動作と比べてより効率が良い。しかし、非線形増幅器は、周波数変調（FM）やある種の形態をした位相変調（PM）など一定の包絡線信号と一緒にしか利用することができず、変調された振幅を有する信号ではこれらのクラスの増幅器からの出力に極度のひずみを生じさせる。

【0007】

利用されている効率増強技法の1つは、Kahn技法または包絡線消去および再生（Envelope Elimination and Restoration: EER）技法と呼ぶものである。このEER技法では、ベースバンド振幅変調された（AM）信号を生成させるように着信する信号の包絡線を検出する。このEER技法では、一定の包絡線を有する位相変調された（PM）コンポーネントを生成させるようにその入力信号を制限する。このPM信号は、PMパスに沿って電力増幅器の入力に提供されており、また振幅変調したコンポーネントはAMパスに沿って電力増幅器の給電を変調するために利用されている。最終のRF電力増幅器の振幅変調によってこの包絡線を位相変調したキャリアまで復元させ、これによって増幅バージョンの入力信号を生成している。電力増幅器に入力される信号は一定の包絡線振幅を有するため、入力信号を増幅するのに、より効率の良いクラスの電力増幅器（たとえば、クラスCタイプの増幅器）を利用することができる。さらに、給電信号は振幅変調されているため、この増幅器は、増幅器の効率に対する圧縮増強において動作する。

【0008】

EER技法を利用する増幅器は、極増幅器（polar amplifier）と呼ばれる。極増幅器は、極めて高い効率を示すが、信号を歪ませ、多量のOOB放射を生じさせる可能性がある。従来の実現形態では、2つの信号パス（AMおよびPM）の極度に十分な同期が必要である。この2つのパスはそれぞれ、元の信号と比べて実質的により広いバンド幅コンポーネントを必要とすることがある。その信号がゼロ振幅点と交差すると、これにより極増幅器をカットオフさせる、かつ／または一定の包絡線（PM）パス内に極度に高速で困難な位相変化が必要となることがある。信号が広いダイナミックレンジにわたって変動すると、これによりさらに信号ひずみを生じさせるような極めて低い給電（たとえば、ドレイン）電圧で極増幅器を動作させることがあり、また給電電圧が低くなりすぎると増幅器をしゃ断させる可能性がある。その結果、極増幅器は限定された範囲の波形でしか利用することができていない。従来のEERシステムでは、信号の復元を同期させるようにその遅延を2つのパスに沿って較正すること、ならびに出力の包絡線を検出し包絡線を増幅するパス（AMパス）にフィードバックを供給すること、によってOOB放射を制御する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

以下では、本発明のいくつかの態様に関する基本的理解を提供するために本発明の簡単な要約を提示する。この要約は、本発明に関する広範な概要ではない。この要約の目的は、本発明の主要なまたは決定的な要素を特定することではなく、また本発明の範囲を示すことでもない。その唯一の目的は、後で提示するより詳細な記載に対する導入として、本発明のいくつかの概念を簡略な形式で提示することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

10

20

30

40

50

本発明は、しきい値レベルを基準とした入力信号の特性（たとえば、包絡線振幅しきい値レベル、信号レベルのデジタルカウント表示、電力増幅器電力レベルなど）に基づいて、極モードと線形モードの間で動作モードを切り替えている増幅器システムに関する。極モードでは、その積が入力信号に比例するような2つの項を形成させるようにその入力信号を分解する。コンポーネントの1つは、入力信号の実質的に一定の包絡線の位相変調コンポーネントであり、電力増幅器の入力端子に伝送する。2つ目のコンポーネントは、入力信号の振幅変調されたコンポーネントであり、電力増幅器の給電端子に伝送する。線形モードでは、複合（積）信号コンポーネントを入力端子に伝送し、また実質的に一定の振幅信号は給電端子に伝送する。たとえば、包絡線振幅レベルによってしきい値レベルが設定されている場合、増幅器システムは、しきい値レベルを超える（または該レベルである）包絡線振幅レベルに関しては極モードで、またしきい値レベル未満（または該レベルである）包絡線振幅レベルに関しては線形モードで、動作する。

10

【0011】

本発明の一態様では、モードセクタなどのデジタルコンポーネントによって、複合信号（線形モード）、または複合信号の極コンポーネント（極モード）について電力増幅器に伝送すべきか否かを決定する。このモードセクタは、プログラム可能な論理デバイス、フィールドプログラム可能なゲートアレイ、離散的論理デバイスなどのデジタル式ハードウェアデバイス、あるいはデジタル信号プロセッサ（DSP）、コントローラ、マイクロプロセッサ、その他の上で実行させるアルゴリズムを備えることができる。モードセクタは、さまざまな異なるハードウェアおよび／またはソフトウェアコンポーネントを含むことができる。入力信号は、それぞれのデジタル対アナログ変換器（DAC）を介してデジタル領域からアナログ領域に変換する。増幅器システム内で、デジタル領域からアナログ領域に入力信号を変換し直接無線送信周波数にするようなDACを用いることもできる。この無線送信周波数は無線周波数（RF）レンジ（たとえば、メガヘルツレンジ）とすることや、マイクロ波周波数レンジ（たとえば、ギガヘルツレンジ）とすることができる。本発明の別の態様では、これらのDACのうちの少なくとも1つはデルタシグマ変調器DACである。

20

【0012】

本発明のさらに別の態様では、事前ひずみ（たとえば、特にデジタル事前ひずみによく適合するような）技法を通じて入力信号を修正し、増幅器システムの線形化を容易にしかつ帯域外放射を軽減させることができる。極コンポーネントと複合信号に対しては別の事前ひずみを適用する。別法として、その出力信号は、出力信号内のひずみの補正に使用する「クリーンな」バージョンの所望信号を生成させるために独立したデジタル基準信号を利用するようなデジタル相互キャンセレーション技法によって修正することができる。このデジタル相互キャンセレーション技法によって、増幅器パフォーマンスを改善（たとえば、信号ピークレベルの低減）させるような入力信号の修正が可能であり、この修正は電力増幅器の出力位置において補正することができる。この事前ひずみ技法およびデジタル相互キャンセレーション技法は、増幅器システムについてその線形化を容易にしかつ帯域外放射を軽減させるように組み合わせることができる。

30

【0013】

上述の目的および関連する目的の実現に対して、本明細書では、本発明のある種の例示的態様について以下の説明および添付の図面に関連して記載する。しかし、これらの態様は、本発明の原理を利用することができるさまざまな方法のうちのほんのいくつかに関して示しただけであり、また本発明はこうした態様のすべてならびにこれらの等価態様を含ませることを目的とする。本発明のその他の利点ならびに新規の特徴は、本発明に関する以下の詳細な説明を図面と共に検討することによって明らかとなる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

本発明は、しきい値レベルを基準とした入力信号の特性（たとえば、包絡線振幅レベル、信号レベルのデジタルカウント表示、電力増幅器電力レベル）に基づいて動作モード

50

を切り替えている増幅器システムに関する。この増幅器システムは、極モードでは極増幅器システムとして動作し、また線形モードでは線形増幅器システム（たとえば、クラス A、A/B または B）として動作する。この増幅器システムは、電力増幅器に関する直線性の改良およびサイズの低減を達成するためにデジタル機能にアナログコンポーネントを組み込んでいる。モードセクタは、信号の極コンポーネント（「極モード」）を電力増幅器に送信するのか、複合信号を増幅させるのか（「線形モード」）を制御する。この増幅器システムは、一定クラスの構成を維持させた電力増幅器を利用することができる。しかし、一定クラスの構成を維持させた電力増幅器は必ずしも必要でない。

【0015】

本発明では、その各々において広いバンド幅が要求されるような 2 つの信号パスの同期、入力信号のダイナミックレンジが広いことによる信号ひずみ、ゼロ交差による信号ひずみ、並びに飽和増幅器の動作に関連した信号ひずみおよび OOB 放射、を含め、極増幅器設計における 1 つまたは複数の周知の障害を克服する。信号包絡線がより低レベルにあるときには線形増幅器として動作させることによって、AM パスと PM パスの両方に関して必要となるバンド幅を小さくする。ゼロ交差は、線形モードにおいて生じ、極増幅器のひずみ無しに増幅を受ける。1 つまたは複数のデルタシグマ DAC を使用することによって、各パス内のコンポーネントの数を減少させ、これによって同期を簡単にする。線形増幅器として動作させると、低い給電電圧において極増幅器で生じる問題が回避される。

【0016】

図 1 は、本発明の一態様に従った増幅器システム 10 を表す。この増幅器システム 10 は、しきい値レベルを基準とした入力信号の特性（たとえば、包絡線振幅レベル、信号レベルのデジタルカウント表示、電力増幅器電力レベル）に基づいて極モードと線形モードの間で動作を切り替えている。たとえば、しきい値レベルは選択した包絡線振幅レベルとすることや、包絡線振幅レベルに対応したデジタルカウントとすることができる。次いで増幅器システム 10 は、包絡線ピーク電圧としきい値レベルの間の包絡線振幅レベルに対しては極モードで、またしきい値レベルにあるか該レベル未満の包絡線振幅レベルに対しては線形モードで、動作することができる。

【0017】

増幅器システムのしきい値レベルは、増幅器システム 10 に関する所望の効率、直線性、ひずみおよび受容可能な OOB 放射に基づいて入力信号に関連付けられた 1 つまたは複数の特性とすることができることを理解すべきである。さらに、このしきい値レベルは、増幅器システム製作テクノロジー（たとえば、砒化ガリウム (GaAs)、燐化インジウム (InP)、窒化ガリウム (GaN)、シリコン (Si)、横方向拡散金属酸化物半導体 (LDMOS)）に関連づけた 1 つまたは複数の特性による影響を受ける可能性がある。本発明に関する多くの例示的实施形態について、例示目的のために選択した包絡線振幅レベルとしたしきい値レベルを基準として記載することにする。しかし、極動作モードと線形動作モードの間での増幅器システムの切り替えを制御するために、その入力信号、電力増幅器および/または製作テクノロジーに関連づけしたその他の特性を利用することもできる。

【0018】

増幅器システム 10 は、特定用途向け集積回路 (ASIC)、利用者書き込み可能ゲートアレイ (FPGA)、デジタル信号プロセッサ (DSP)、あるいはデジタル式ハードウェアおよび/またはソフトウェアのコンポーネントの組合せなどのデジタルコンポーネント 12 を含んでいる。このデジタルコンポーネント 12 は、極モードと線形モードの間で増幅器システム 10 を切り替えているモードセクタ 16 を含む。このモードセクタ 16 は、複合信号コンポーネントおよび入力信号の極表示を受け取っている。この入力信号は典型的には、次式によって極形式で表示できるような、位相変調および/または振幅変調した信号である。

【0019】

$$A(t) \cos(\omega_c(t) + \Phi(t))$$

上式において、 $A(t)$ は振幅変調コンポーネントであり、また $\cos(\omega_c(t) + \Phi(t))$ は位相変調コンポーネントで、 $\Phi(t)$ は位相コンポーネントまた $\omega_c(t)$ はキャリア周波数である。この入力信号は振幅および／または位相変調させたさまざまな異なる形式とすることができる。式1は、実際の信号をマルチキャリア信号とすることが可能な場合で、単一のキャリア入力信号に対する1つの極表示を例示することを理解すべきである。

【0020】

たとえば、この信号は、WCDMA、マルチキャリアGSM、OFDM、あるいはピーク対平均(PAR)比が大きい類似のノイズ様シグネチャを有するその他の信号に準拠した信号とすることができる。この入力信号は、入力信号を極複合信号に変換する極変換器18(随意選択による)に提供することができる。別法として、その入力信号を極形態で直接モードセクタ16に提供することもできる。モードセクタ16または極変換器18は、複合信号を別々の位相変調コンポーネントと振幅変調されたコンポーネントとに分離させるように動作させることができる。モードセクタ16はさらに、その入力信号に関連づけさせた選択可能またはプログラム可能とした1つまたは複数の固定の特性(たとえば、包絡線振幅レベル)であるしきい値レベル T_1 を受け取る。

【0021】

この増幅器システム10は、入力端子(IN)と給電端子(SUPPLY)を含んでいる主電力増幅器22を含む。モードセクタ16は、位相変調(PM)パスに沿った第1のデジタル対アナログ変換器(DAC)20を介して電力増幅器22の入力端子と結合している第1の出力を有する。モードセクタ16は、振幅変調(AM)パスに沿った第2のDAC26を介して変調増幅器28と結合している第2の出力を有する。変調増幅器28の出力は、主電力増幅器22の給電端子と結合している。この変調増幅器28は典型的には、効率が良いクラスSタイプまたはクラスGタイプの変調器である。全体的効率が変調増幅器28の効率に比例するため、変調増幅器28は比較的効率を良くする必要がある。変調増幅器28は、所望するバンド幅および受容可能なひずみ限界に基づいてパルス幅変調器、スイッチング増幅器または線形増幅器とすることもできることを理解すべきである。極モードではAMパスによって情報伝達信号を送っているためひずみを小さくする必要がある。必要となるバンド幅とピーク対ピーク電圧スイングは、しきい値レベル(T_1)の関数となる、この際、極モードを開始させる電圧レベルが高いほどAMパス増幅器に関して要求されるバンド幅および電圧スイングが小さくなる。

【0022】

線形モードでは線形増幅器に対する入力振幅変調信号であるため、電力増幅器22は典型的には線形増幅器(たとえば、クラスA、クラスAB、クラスB)である。さらに、電力増幅器22は、所望するバンド幅および受容可能なひずみ限界に基づいて効率がより良い別のタイプの増幅器とすることができることを理解すべきである。しかし、線形増幅器を利用するため、線形性がより望ましく、かつ費用効果の高い解決法が提供できる。

【0023】

極モードでは、モードセクタ16は、複合信号の位相変調コンポーネント $\cos(\omega_c(t) + \Phi(t))$ をデジタル形式で第1のDAC20に適当な時間遅延を伴って伝送する。この位相変調コンポーネントは実質的に一定の信号包絡線を有する。第1のDAC20は複合信号の位相変調コンポーネントをアナログ領域に変換しており、さらに主電力増幅器22の入力端子に提供する。モードセクタ16は同時に、複合信号の振幅変調コンポーネント $A(t)$ をデジタル形式で第2のDAC26に伝送する。第2のDAC26は振幅変調コンポーネント $A(t)$ をデジタル領域からアナログ領域に変換する。次いでこのアナログ振幅変調コンポーネントは、電力増幅器22の給電端子に対する振幅変調を行う変調増幅器28に提供される。電力増幅器22の出力は再構成増幅バージョンの複合信号である。次いで増幅させた複合信号は、所望の送信帯域の外にある残りのあらゆる不要信号をフィルタ除去する随意選択の帯域通過フィルタ24に提供される。

【0024】

10

20

30

40

50

線形モードでは、モードセレクトは複合信号 $A(t) \cos(\omega_c(t) + \Phi(t))$ をデジタル形式で第1のDAC20に伝送する。この第1のDAC20は複合信号をアナログ領域に変換しており、これをさらに主電力増幅器22の入力端子に提供する。モードセレクト16は同時に、一定振幅（たとえば、 $K \cdot T_1$ ）をもつ信号をデジタル形式で第2のDAC26に伝送する（ここで、 T_1 はしきい値レベル、またKは1を超えるか1に等しい定数である）。第2のDAC26はこの一定振幅の信号をデジタル領域からアナログ領域に変換し、増幅バージョンの一定振幅信号を変調増幅器28に提供する。この変調増幅器28は、増幅バージョンの一定振幅を電力増幅器22の給電端子に提供する。この電力増幅器22の出力は、再構成し増幅したバージョンの複合信号である。次いでこの複合信号は、所望の送信帯域の外にある残りのあらゆる不要信号をフィルタ除去する帯域通過フィルタ24に提供される。

10

【0025】

本発明の一態様では、第1のDAC20および第2のDAC26のうちの一方または両方はデルタシグマ変調のDACである。デルタシグマ変調とは、少ない数の量子化レベルおよび極めて高いサンプリングレートを用いて信号の大まかな推定値を生成させるために使用される一技法である。量子化レベルの数が少ない（1ビット量子化器ごとに2レベル）ため、システム内に「量子化」ノイズが導入される。過剰サンプリングの効果、およびデルタシグマ変調において積分器フィードバックループを使用することは、ノイズを帯域外周波数にシフトさせる際に有効である。このノイズのシフト特性および量子化誤差の導入によって、後続のフィルタ処理段の効率の良い使用が可能となり、ノイズが低下すると共に、入力により精細な表示をさらに高い周波数で生成させることができる。このデルタシグマDACは、従来のアナログ混合器を介した信号の追加的周波数変換が必要ないように、入力信号を無線送信周波数に直接アップコンバートさせるために利用することができる。この無線送信周波数は、無線周波数（RF）レンジ（たとえば、メガヘルツレンジ）とすることや、マイクロ波周波数レンジ（たとえば、ギガヘルツレンジ）とすることができる。

20

【0026】

このしきい値レベルは所望の効率、直線性および増幅器コストを達成できるように選択することができることを理解すべきである。図2は、例示的な複合入力信号42の電圧を時間に対して表したグラフ40を表す。このしきい値レベルは、包絡線振幅電圧しきい値レベル V_T となるように選択する。さらに、位相変調コンポーネントの一定包絡線振幅 E_T は、包絡線振幅電圧しきい値レベル V_T と比べてより大きく、より小さく、または等しくなるように選択することができる。効率を高くするためには、そのしきい値レベルはさらに、信号の包絡線振幅電圧レベルが振幅電圧レベルであるか該レベルを超える期間が、その信号が包絡線振幅しきい値電圧レベル V_T であるか該レベル未満である期間と比べて実質的により長くなるように選択する。したがって、増幅器システムは線形モードの場合と比べて極モードにおいて実質的により長い時間動作することになる。極モードでは線形モードと比べて増幅器がさらにより効率が良いため、従来の線形増幅器と比べて増幅器全体の効率がより良くなる。

30

【0027】

極モードにおいて飽和または飽和の近傍で動作させることによって、小さい電力増幅器の使用が可能となる。線形増幅器は典型的には、その最大出力電力が与えられた給電電圧で可能なピーク出力電力未満となるように動作させる。したがって、こうした増幅器は本発明で使用する同等の増幅器と比べてより大きくかつより高価である。この最大出力電力は、与えられた給電電圧で可能なピーク出力電力と同じである。線形モード領域では低い給電電圧またはドレイン電圧に関連する問題、並びに極増幅器動作に関連するゼロ交差問題が軽減される。

40

【0028】

図3は、本発明の増幅器システムの信号波形に関する効率をピーク対平均比（PAR）に対して表したグラフ50を、従来の線形増幅器システムと比較して表す。曲線52は

50

、従来のクラス A / B 増幅器システムに関する効率を P A R に対してプロットしたものであり、一方曲線 5 4 は、本発明の一態様に従った（クラス A / B の増幅器を両モードで使用する）増幅器システムに関する効率を P A R に対してプロットしたものである。最新世代の携帯システムは、従来設計に対して極端に低くかつ高価な効率レベルを設けているような 8 ~ 1 2 d B の P A R レベルを有する。クラス A 増幅器の最大効率は 1 0 d B の P A R 値では 5 % である。本発明により改良した効率および低い O O B 放射を提供できる。

【0029】

図 4 は、所与の給電電圧における電力増幅器の電力出力 (P_{OUT}) を電力入力 (P_{IN}) に対して表したグラフ 6 0 である。給電電圧が小さくなるに連れてこの伝達曲線はその飽和点（領域 6 4）がより低い電圧レベルで生じるようにスケール調整する。グラフ 6 0 に図示したように、電力増幅器は線形動作領域 6 2 と飽和領域 6 4 を有する。線形動作領域 6 2 と飽和領域 6 4 は、その電力増幅器の特性並びに選択した給電電圧またはドレイン電圧に基づいて決定される。しきい値電力レベル P_T は、増幅器が電力増幅器の線形動作領域 6 2 に沿った線形モード（L M O D E）で動作するように選択することができる。極モード（P M O D E）では、給電電圧が可変であるため増幅器システムの飽和における動作が保証される。電力増幅器のサイズおよびしきい値電力レベル P_T は、所望の効率、直線性、バンド幅および受容可能な O O B 放射を提供するように選択することができる。

【0030】

たとえば、 P_T は、増幅器システムが全期間の 9 0 % において極モードで動作し、また全期間の 1 0 % において線形モードで動作するように選択することができる。増幅器システムが極モードでは概ね 5 0 ~ 6 0 % の効率であり、かつ、線形モードでは概ね 2 0 ~ 3 0 % の効率であれば、その増幅器システム全体では概ね 4 5 ~ 5 5 % の合成効率を有することになり、従来の線形増幅器と比べてかなりの改善となる。したがって、この増幅器システムは、入力信号の P A R 値と無関係にかなり高い効率を提供できる。システムのバンド幅は、増幅器システムの振幅変調に関連する。すなわち、変調増幅器パスのバンド幅は信号バンド幅を超えているか該バンド幅に等しくする必要がある。増幅器システムを極モードで動作させる時間を制限する（ P_T を増加させる）ことによってシステムのバンド幅を小さくすることができる。

【0031】

本発明の増幅器システムでは、増幅器システムにおいて変数を生成する機能の多くをディジタル領域で実行することによって、所与の入力信号を増幅するのに必要となる回路の複雑性を最小限にする。これによればさらに、従来の極増幅器に関連した遅延の多くが軽減されるため、極モードにおける振幅および位相変調の同期が容易となる。さらに、線形化技法をディジタル領域で利用することによってこの増幅器システムの動作を一層改良することができる。

【0032】

図 5 は、本発明の一態様に従ったディジタル事前ひずみ線形化技法を利用する増幅器システム 8 0 を表す。事前ひずみ技法は、アナログ包絡線検出器および制限器を用いている従来の E E R 増幅器では利用できない。事前ひずみによって、増幅器チェーン内並びに複合出力信号内のひずみを減少させるようにその信号を修正する。初期事前ひずみゲインおよび位相項の決定は、典型的にはオフラインで実行させる。本発明の事前ひずみ技法は、ディジタル対アナログ変換に先だってディジタル入力信号を修正するようにディジタル領域において使用する。事前ひずみは複合信号を振幅および位相変調したコンポーネントに分離させる前に、複合信号に対して実行することができる。別法として、事前ひずみは選択した動作モード（たとえば、極モード、線形モード）に従って複合信号、振幅変調コンポーネントおよび位相変調コンポーネントに対して別々に実行することができる。

【0033】

増幅器システム 8 0 は、たとえば、振幅および位相変調を有するような入力信号を受け取っている極変換器 8 2 を含む。この極変換器 8 2 は、入力信号を極複合信号、極振幅変調コンポーネントおよび極位相変調コンポーネントに変換する。増幅器システム 8 0 の動

作モード（線形モード、極モード）はモードセレクタ 8 4 によって決定する。線形モードでは、このモードセレクタ 8 4 は複合信号および実質的に一定の振幅信号を事前ひずみコンポーネント 8 6 に伝送する。極モードでは、このモードセレクタ 8 4 は複合信号の位相変調コンポーネントおよび複合信号の振幅変調コンポーネントを事前ひずみコンポーネント 8 6 に伝送する。

【0034】

このモードセレクタ 8 4 は、包絡線振幅などしきい値レベル T_2 に対する入力信号の特性に基づいて増幅器システムのモードを決定する。モードセレクタ 8 4 は、実質的に一定の振幅（線形モード）を有する給電信号または振幅変調された（極モード）給電信号を、給電ライン（S）を介して事前ひずみコンポーネント 8 6 に提供する。同時に、モードセレクタ 8 4 は複合信号（線形モード）または一定の包絡線位相変調したコンポーネント（極モード）を入力ライン（I）を介して提供する。モードセレクタ 8 4 はさらに、事前ひずみコンポーネント 8 6 にモードライン（M）を介してモード情報を提供する。

【0035】

事前ひずみコンポーネント 8 6 はこのモード情報を利用して、入力信号および給電信号を修正させるための所望の事前ひずみを決定する。たとえば、複合信号、位相変調コンポーネントおよび振幅変調コンポーネントに対しては、異なる事前ひずみが適用される。この事前ひずみコンポーネント 8 6、モードセレクタ 8 4 および極変換器 8 2 は、1 つまたは複数のデジタルハードウェアコンポーネントおよび／またはソフトウェアアルゴリズムとすることができることを理解すべきである。

【0036】

この事前ひずみコンポーネント 8 6 は、振幅変調（AM）パスに沿って給電信号をアナログ信号に変換するデジタル対アナログ変換器（DAC）100 と結合させた第 1 の出力を有する。アナログ給電信号に対するバッファリングおよびゲインの付加のためにドライバ 102 を設けており、この信号は次いで、パルス幅変調器 104 に提供されている。このパルス幅変調器 104 は低域通過フィルタ 106 と協働しクラス S タイプまたはクラス G タイプの増幅器／変調器を提供する。パルス幅変調器 104 のパルスは低域通過フィルタ 106 を介して統合し、パルス幅変調器 104 のパルスの幅の関数であるような出力を提供する。低域通過フィルタ 106 の出力は電力増幅器 96 の給電端子に結合している。

【0037】

事前ひずみコンポーネント 8 6 は、位相変調（PM）パスに沿った遅延コンポーネント 8 8 を介してデルタシグマ DAC 90 と結合させた第 2 の出力を有する。遅延コンポーネント 8 8 は、極モード動作の間における位相変調コンポーネントと振幅変調コンポーネントの同期を容易にする。このデルタシグマ DAC 90 は、DAC 91 と結合させたデルタシグマ変調器 8 9 を含む。この DAC 91 はマルチビットの DAC とすることや、単一ビットの DAC とすることができる。デルタシグマ DAC の出力は帯域通過フィルタ 93 と結合している。

【0038】

デルタシグマ変調器 8 9 は、入力信号に対してデジタル対デジタル変換または量子化を実行し、より高い周波数においてより分解能が低い信号を提供する。次いで DAC 91 は、この量子化された信号をデジタル領域からアナログ領域に変換する。帯域通過フィルタ 93 は入力信号の量子化に関連するノイズをフィルタ除去する。デルタシグマ DAC 90 は、アナログまたはデジタル混合器を不要にするようにその信号を無線送信周波数に変換する。次いで帯域通過フィルタ 93 の出力は入力信号に対して何らかの追加的なゲインを提供するドライバ 94 に提供される。次いでドライバ 94 の出力は、増幅のため電力増幅器 96 の入力端子に提供される。電力増幅器 96 は一般に線形の増幅器（たとえば、クラス A、クラス AB、クラス B）とすることになる。いくつかのクラスの入力信号に関しては、非線形タイプの増幅器（たとえば、クラス C、クラス D、クラス E、クラス F）とすることができる。増幅器の選定基準としては、所望のパフォーマンス、受容

10

20

30

40

50

可能な効率および受容可能な O O B 放射が含まれる。

【0039】

増幅器システム 80 は、システム内の変動を補償するために出力信号から事前ひずみコンポーネント 86 への随意選択のフィードバック (F B) パスを含んでいる。この随意選択のフィードバック経路には、混合器 108 および局部発振器 110 が含まれる。この出力信号はダウンコンバートし、ダイナミックレンジが広く線形性の高い A D C 112 を用いてデジタル化する。このデジタル化した値は信号パラメータの期待値と比較する。この計測値と期待値との差は、事前ひずみコンポーネント 86 が使用する値を適応させるために用いられる。この適応はその信号と比べて実質的により低速であり、また主にシステム 80 内の温度変化および経年変化に備えるためのものである。

10

【0040】

電力増幅器 96 のゲート入力およびドレイン入力の位置には、その相対的遅延を較正しかつ同期させるために随意選択のタップ (図示せず) を設けることができることを理解すべきである。さらに、A M パスに対しても増幅器出力 96 から随意選択のフィードバック経路 (図示せず) を設けることができる。この随意選択のフィードバック経路では、電力増幅器の出力はアナログ包絡線検出器を通過させ、また A M パスの D A C 100 の後にある小誤差の増幅器に送りその A M 信号内の誤差を除去する。A M パスの D A C 100 の出力上には、利用する D A C のタイプ (たとえば、デルターシグマ D A C) に応じて必要となることがあるような随意選択のフィルタ (図示せず) を設けることができる。

【0041】

20

極モードでは、事前ひずみコンポーネント 86 は、複合信号の事前ひずみ処理済みの位相変調コンポーネントを P M パスを介して、また複合信号の事前ひずみ処理済みの振幅変調コンポーネントを A M パスを介して伝送する。この位相変調コンポーネントおよび振幅変調コンポーネントは事前ひずみコンポーネント 86 によってデジタル形式で提供されており、アナログ形式に変換して電力増幅器 96 のそれぞれ入力端子と給電端子に提供されている。線形モードでは、事前ひずみコンポーネント 86 は事前ひずみ処理済みの複合信号を P M パスを介して、また随意選択として事前ひずみ処理済みの一定振幅を A M パスに伝送する。この複合信号と一定振幅は、事前ひずみコンポーネント 86 によりデジタル形式で提供されており、電力増幅器 96 の入力端子および給電端子のそれぞれに合わせてアナログ形式に変換する。次いで電力増幅器 96 の出力は随意選択の帯域通過フィルタ 98 によってフィルタ処理し、増幅させたフィルタ処理出力信号を通信リンクを介してワイヤレス式または有線式で送信できるようにする。

30

【0042】

図 6 は、本発明の一態様に従った代替的な線形化技法を利用する増幅器システム 120 を表す。この代替的技法は、デジタル相互キャンセレーションと呼ばれるもので、単独で、あるいは図 5 に示した事前ひずみ技法と組み合わせて実施することができる。このデジタル相互キャンセレーション技法は、無ひずみの、すなわち「クリーンな」バージョンの所望する信号を発生させる単独の D A C に対して入力するための所望する信号の別のデジタルコピーを提供する。このクリーンバージョンの所望信号は反転させて、電力増幅器からの出力信号の一部分と合成させ、出力信号の誤差すなわち不要部分を決定する。この誤差信号は、必要な信号のひずみおよび望ましくない O O B 放射から構成されている。次いでこの誤差信号を反転させ、スケール調整して遅延バージョンの出力信号と合成させ、出力信号から不要部分を相殺している。典型的には、信号をコンポーネントに分離させる増幅器システム (たとえば、従来の E E R 増幅器) は、線形化の提供のために使用できるようなクリーンな基準信号を有しない。本発明では、クリーン基準信号または反転バージョンのクリーン基準信号をデジタル領域で発生させることができる。

40

【0043】

D C C 技法によりさらに、ピーク信号を減少させるための入力信号のクリッピングおよび/またはコンポーネントの追加または削除を行う能力が提供される。したがって、同じパフォーマンス、並びにもっと大きく効率が悪い電力増幅器を有する増幅器システムと比

50

較して改良した増幅器システム効率を達成するために、より小さく（パワー容量がより低く）またより廉価な電力増幅器を利用することが可能である。

【0044】

極変換器／モードセクタ128は、たとえば振幅および位相変調を有する入力信号を受け取っている。この極変換器／モードセクタ128は、入力信号を極複合信号、極振幅変調コンポーネントおよび極位相変調コンポーネントに変換する。この極変換器／モードセクタ128は、しきい値レベル T_3 に基づいて増幅器システム120の動作モード（線形モード、極モード）を決定する。

【0045】

線形モードでは、極変換器／モードセクタ128は複合信号および実質的に一定の振幅信号をP A R低減コンポーネント129に伝送する。極モードでは、極変換器／モードセクタ128は、複合信号の位相変調コンポーネントおよび複合信号の振幅変調コンポーネントをP A R低減コンポーネント129に伝送する。極変換器／モードセクタ128は実質的に一定の振幅給電信号（線形モード）または振幅変調された給電信号（極モード）を給電ライン（S）を介してP A R低減コンポーネント129に提供する。同時に、極変換器／モードセクタ128は、複合入力信号（線形モード）または複合入力信号の一定の包絡線位相変調コンポーネント（極モード）を入力ライン（I）を介してP A R低減コンポーネント129に提供する。P A R低減コンポーネント129は、クリッピングによってピーク信号レベルを低下させたり、予測されるひずみに対処するように信号の追加並びに複合信号および／または振幅・位相項に対する事前ひずみを包含させることができる。

【0046】

次いでP A R低減コンポーネント129は選択した信号をディジタル相互キャンセレイションコンポーネントに渡す。このディジタル相互キャンセレイションコンポーネント130は、位相変調（P M）パスに沿った第1のディジタル出力信号と、振幅変調（A M）パスに沿った第2のディジタル出力信号とを発生している。第1のディジタル出力は、線形モードにおける複合信号と極モードにおける複合信号の一定の包絡線位相変調コンポーネントのうち的一方であり、また第2のディジタル出力は、線形モードにおける実質的に一定の振幅信号と極モードにおける振幅変調コンポーネントのうち的一方である。ディジタル相互キャンセレイションコンポーネント130は増幅器システム120のパフォーマンスを改良させるように第1および第2のディジタル出力に対して信号を追加または除去することができる。ディジタル相互キャンセレイションコンポーネント130はさらに、P A R低減前の元の入力信号を受け取り、所望の出力に関連したクリーンな基準信号（R E F）である第3のディジタル出力信号を発生している。クリーンな基準信号は、所望の出力信号の一表示または所望の出力信号の反転表示とすることができることを理解すべきである。

【0047】

この第1のディジタル出力信号は、遅延コンポーネント132を介してデルタシグマ変調器134に伝送される。この遅延コンポーネント132は、最終の出力信号の相互キャンセレイションを容易にするのに加えて、極モード動作における位相変調コンポーネントと振幅変調コンポーネントの同期を容易にする。デルタシグマ変調器134は1ビットD A C 136および帯域通過フィルタ138に結合している。デルタシグマ変調器134、1ビットD A C 136および帯域通過フィルタ138は協働して、無線送信周波数への直接のディジタル対アナログ変換を実行する。1ビット変換器は、極めて高い直線性（低いひずみ）のアナログ変換を提供できる。次いで帯域通過フィルタ138の出力は、アナログ入力信号に対して追加的なゲインを提供するドライバ142に提供される。次いでドライバ142の出力は、増幅のため電力増幅器144の入力端子に提供される。電力増幅器144は、線形の増幅器（たとえば、クラスA、クラスA B、クラスB）とすることができ、またいくつかのクラスの入力信号に対しては、所望のパフォーマンス、受容可能な効率および受容可能なO O B放射に基づいて非線形タイプの増幅器（たとえば、クラ

10

20

30

40

50

スC、クラスD、クラスE、クラスF)とすることができる。

【0048】

この第2のデジタル出力信号は、デルタシグマ変調器146に伝送されている。デルタシグマ変調器146は1ビットDAC148および帯域通過フィルタ150と結合している。デルタシグマ変調器146、1ビットDAC148および帯域通過フィルタ150は協働して、無線送信周波数への直接のデジタル対アナログ変換を実行する。次いで帯域通過フィルタの出力は、変調増幅器152(たとえば、クラスS、クラスG)に提供される。変調増幅器152の出力は、極モードでは所望の振幅変調を提供し、また線形モードでは実質的に一定の給電電圧を提供するように電力増幅器144の給電端子に結合している。

【0049】

デジタル相互キャンセレーションコンポーネント130は第3のデジタル信号をDCCパスに沿ってデジタル位相反転器156に提供する。この第3のデジタル信号は、任意の修正をする前の所望の増幅出力信号に対応した基準バージョン(REF)の入力信号である。別法では、このデジタル反転器156を除くことができ、デジタル相互キャンセレーションコンポーネント130によって反転バージョンのクリーン基準信号を提供させることができる。この反転させたクリーン基準信号は、デルタシグマ変調器158に伝送される。デルタシグマ変調器158は1ビットDAC160および帯域通過フィルタ162と結合している。デルタシグマ変調器158、1ビットDAC160および帯域通過フィルタ162は協働して、反転バージョンのクリーン基準信号(REF)の無線送信周波数への直接のデジタル対アナログ変換を実行する。電力増幅器出力のある小部分を減衰器154を通してカプラにより分離させ、これに加算器164を通じて反転させたクリーン基準信号を加算する。加算器164の出力は信号ひずみおよびOOB放射である。この加算器164の出力は誤差増幅器166によって増幅し、誤差信号(ϵ)を生成させる。この誤差信号は、反転誤差信号を提供するように反転器168を通して反転している。この反転させた誤差信号は、加算器170を通して遅延コンポーネント171を介した遅延バージョンの電力増幅器144の出力と再合成させて、OOB放射を除去しかつひずみレベルを低下している。次いでこの加算器170の出力は、所望の送信帯域の外にある残りのあらゆる不要信号をフィルタ除去する随意選択の帯域通過フィルタ172に提供される。

【0050】

本発明の一態様に従ったデジタル相互キャンセレーション技法は、増幅器ひずみに対する補正を供給できると共に、また増幅器のサイズ低減を可能にする(たとえば、AMおよびPMパス内の増幅器をそのピーク信号に従ったサイズにする)ように実行させる所望する信号に対する意図的なクリッピングに起因して生じるようなスペクトルスプラッタを補正することができる。さらに、デジタル基準信号を用いて出力位置における所望の補正を決定できるため、増幅処理の間で追加的な補正情報を必要とせずに、信号に対する任意の修正を最終の出力段位置で補正することができる。

【0051】

本発明の増幅器システムは、多くの用途で利用することができる。この増幅器システムは、基地局に関するワイヤレス送信機用途(たとえば、衛星、携帯)、ハンドセット、並びにその他の移動通信デバイスで利用することができる。図7は、本発明の一態様に従った増幅器システム212(極および線形デュアルモード動作、すなわち、POLINEAR(登録商標)動作)を利用した送信機212を備えた基地局202を有する通信システム200を表す。この増幅器システム214は、包絡線信号がしきい値レベルであるか該レベル未満である場合には線形モードで、また包絡線信号がしきい値レベルを超える場合には極モードで増幅器システム214を動作させるためにDSPを利用する。

【0052】

増幅器214のDSPには中央演算処理装置(CPU)206を結合している。このCPU206によって、増幅器システム214の制御およびしきい値選択を容易にすること

10

20

30

40

50

ができる。たとえば、CPU 206は送信させる信号のタイプ（たとえば、WCDMA、GSM、OFDM）を生成させ、増幅器システムを極モードと線形モードの間で切り替える際のしきい値レベルを選択する。基地局202は、MCU 220および222から構成される一群の移動通信ユニット（MCU）と通信する。これらのMCU 220および222は例示を目的としたものであって、この一群のMCUは出力信号のキャリア数に基づいてこれ以上の数のMCUを含むことができることを理解すべきである。

【0053】

基地局202はさらに、冷却デバイス204および電力デバイス208を含む。この電力デバイス208は、電源断障害から基地局202を保護するAC-DC変換器およびバッテリーバックアップデバイスを含むことができる。本発明の増幅器システムは従来の増幅器システムと比べて実質的により効率良く動作するため、この電力デバイス208および冷却デバイス204では、従来のデバイスと比較して実質的にサイズおよびコストを削減することができる。この基地局202は単一の送信機212を有するように図示するが、基地局202は、同じ通信信号標準または異なる通信信号標準に及ぶそれぞれ異なるMCU群と通信する複数の送信機を有することができる。さらに、MCU 220および222は、送信機212に関して記載したのと同様に線形モードと極モードで動作するような増幅器システムを備えた送信機も含むことができる。

【0054】

上述した構造的および機能的な特徴を考慮して図8を参照すると、本発明のさまざまな態様に従った方法についてより十分な理解が得られよう。説明を簡略とするため、図8の方法では順次処理されるものとして図示し説明するが、本発明は図示した順序に限定されるものではなく、いくつかの態様では、本発明に従って、異なる順序および／または本明細書に図示し記載した態様と別の態様と同時に実施される可能性もあることを理解すべきである。さらに、本発明の一態様に従った方法を実施するためには、図示した特徴のすべてを必要としないことがある。図8は、本発明の一態様に従った給電端子と入力端子を備えた電力増幅器を有する増幅器システムを動作させるための方法を表す。本方法はしきい値レベルを選択する300で開始される。しきい値レベルはたとえば、そのしきい値レベルを超えている、あるいは該レベルにあるか該レベルを超えるような包絡線振幅レベルでは増幅器システムを極モードで、またこのしきい値レベルにあるか該レベル未満であるか、該レベル未満であるような包絡線振幅レベルでは増幅器システムを線形モードで動作しているような包絡線振幅レベルとすることができる。310では、入力信号を極複合信号、並びに極複合信号の振幅および位相変調したコンポーネントに変換する。この入力信号は、単一キャリアまたはマルチキャリアの振幅および／または位相変調した多くのさまざまな信号形式（たとえば、WCDMA、GSM、OFDM）とすることができる。

【0055】

320では、増幅器システムは、しきい値レベルに対する入力信号の比較に基づいて、極モードの動作または線形モードでの動作を連続的に選択する。たとえば、このしきい値レベルは、信号の振幅レベルとすることができ、また極モードは、入力信号レベルの包絡線振幅が、選択した包絡線振幅しきい値レベルを超えるか、該レベルにあるか、あるいは該レベル未満であるかに関して選択される。入力信号のどの部分において増幅器システムが極モードで動作し、また入力信号のどの部分において増幅器システムが線形モードで動作するかを決定するために、別の信号特性を利用することもできることを理解すべきである。

【0056】

極モードの間では、複合信号の振幅変調コンポーネントが電力増幅器の給電端子に伝送され、また一定の包絡線の位相変調コンポーネントが電力増幅器の入力に伝送される。線形モードの間では、実質的に一定の電圧振幅信号が電力増幅器の給電端子に伝送され、また複合信号が電力増幅器の入力に伝送される。電力増幅器の入力信号および電力増幅器の給電信号は、ディジタル形式で伝送し、それぞれのDAC（たとえば、デルターシグマ変調のDAC）を介してアナログ領域に変換することができる。次いで、増幅器の給電信号

は、電力増幅器の給電端子に提供する前に、たとえば、クラス S またはクラス G の増幅器／変調器を利用して増幅している。

【0057】

330では、電力増幅器の給電信号および電力増幅器の入力信号に対してはその増幅器モードに基づいた事前ひずみ処理をする。事前ひずみによって、予期される不要なひずみに対処するように入力信号の振幅および／または位相が修正される。この事前ひずみは、線形モードにおいて複合信号と合成している事前ひずみとは別に、極モードにおいて振幅変調コンポーネントおよび一定包絡線の位相変調コンポーネントと合成している。事前ひずみは、信号コンポーネントをアナログ領域に変換する前にディジタル領域で信号コンポーネントと合成させることができる。次いでこの信号は340において電力増幅器の出力に伝送する。350では、電力増幅器の出力に対してディジタル相互キャンセレーションを実行する。このディジタル相互キャンセレーション技法は、「クリーン」バージョンの所望信号を発生させる別のDACに対してディジタル基準を提供する。クリーンバージョンの所望信号は反転させ、さらに電力増幅器からの減衰バージョンの実際の出力信号と合成させ、出力信号の不要部分を決定する。次いでこの入力信号の不要部分は、反転させ、増幅させ、かつ、遅延バージョンの電力増幅器出力と合成し、出力信号の不要部分を相殺している。360では、事前ひずみ処理しディジタル相互キャンセレーション処理した再合成信号を1つまたは複数の目標の受信器に送信する。

【0058】

上述した内容は本発明の例示的な実現形態を含む。もちろん、本発明の説明を目的としてコンポーネントや方法に関する考え得るあらゆる組合せを記載することは不可能であるが、当業者であれば、本発明に関して別の多くの組合せおよび置換が可能であることを理解するであろう。したがって、本発明は添付の特許請求の範囲の精神および趣旨の域内にあるようなこうしたすべての代替形態、修正形態および変形形態を包含するように意図したものである。

【図面の簡単な説明】

【0059】

【図1】本発明の一態様に従った増幅器システムの概要ブロック図である。

【図2】例示的な複合入力信号に関する電圧を時間に対して表したグラフである。

【図3】従来の線形増幅器システムと比較して本発明の増幅器システムの信号波形に関して効率をピーク対平均比(PAR)に対して表したグラフである。

【図4】本発明の一態様に従った電力増幅器に関して電力出力を電力入力に対して表したグラフである。

【図5】本発明の一態様に従った事前ひずみ線形化技法を利用する増幅器システムの概要ブロック図である。

【図6】本発明の一態様に従った代替的な線形化技法を利用する増幅器システムの概要ブロック図である。

【図7】本発明の一態様に従った通信システムのブロック図である。

【図8】本発明の一態様に従った増幅器システムを動作させるための方法を表した図である。

【符号の説明】

【0060】

- 10 増幅器システム
- 12 デジタルコンポーネント
- 16 モードセレクタ
- 18 極変換器
- 20 第1のディジタル対アナログ変換器(DAC)
- 22 主電力増幅器
- 24 帯域通過フィルタ
- 26 第2のディジタル対アナログ変換器(DAC)

10

20

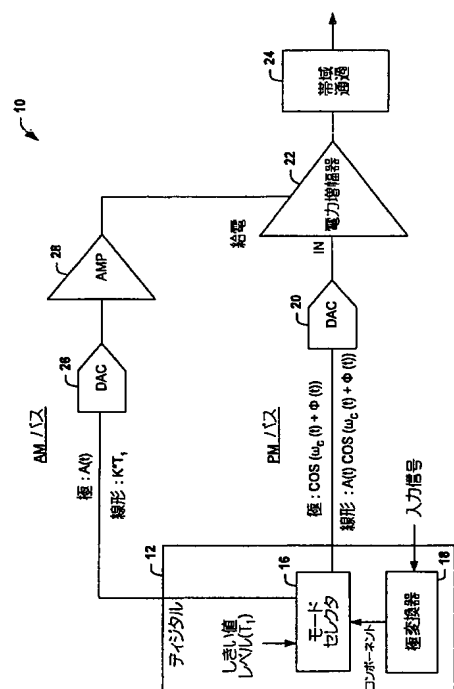
30

40

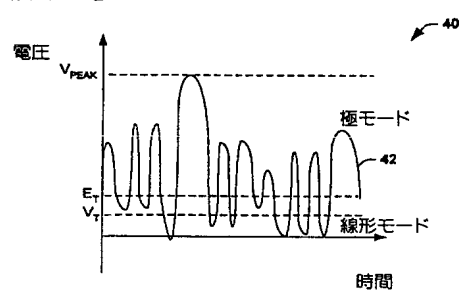
50

2 8	変調増幅器	
8 0	ディジタル事前ひずみ線形化技法を利用した増幅器システム	
8 2	極変換器	
8 4	モードセクタ	
8 6	事前ひずみコンポーネント	
8 8	遅延コンポーネント	
8 9	デルタ-シグマ変調器	
9 0	デルタ-シグマ D A C	
9 1	D A C	
9 3	帯域通過フィルタ	10
9 4	ドライバ	
9 6	電力増幅器	
1 0 0	ディジタル対アナログ変換器 (D A C)	
1 0 2	ドライバ	
1 0 4	パルス幅変調器	
1 0 6	低域通過フィルタ	
1 0 8	混合器	
1 1 0	局部発振器	
1 1 2	A D C	
1 2 0	代替的線形化技法を利用した増幅器システム	20
1 2 8	極変換器／モードセクタ	
1 2 9	P A R 低減コンポーネント	
1 3 0	ディジタル相互キャンセレーションコンポーネント	
1 3 2	遅延コンポーネント	
1 3 4	デルタ-シグマ変調器	
1 3 6	1 ビット D A C	
1 3 8	帯域通過フィルタ	
1 4 2	ドライバ	
1 4 4	電力増幅器	
1 4 6	デルタ-シグマ変調器	30
1 4 8	1 ビット D A C	
1 5 0	帯域通過フィルタ	
1 5 2	変調増幅器	
1 5 6	ディジタル位相反転器	
1 5 8	デルタ-シグマ変調器	
1 6 0	1 ビット D A C	
1 6 2	帯域通過フィルタ	
1 6 6	誤差増幅器	
1 6 8	反転器	
1 7 1	遅延コンポーネント	40
1 7 2	帯域通過フィルタ	
2 0 0	通信システム	
2 0 2	基地局	
2 0 4	冷却デバイス	
2 0 6	中央演算処理装置 (C P U)	
2 0 8	電力デバイス	
2 1 2	送信機	
2 1 4	増幅器システム	
2 2 0	移動通信ユニット (M C U)	
2 2 2	移動通信ユニット (M C U)	50

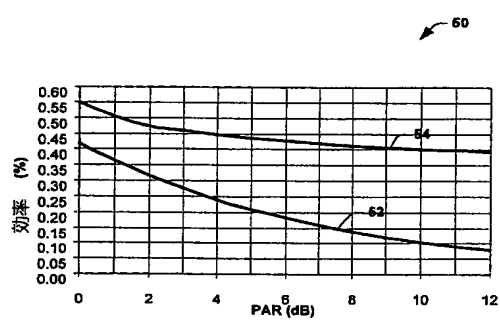
【图 1】



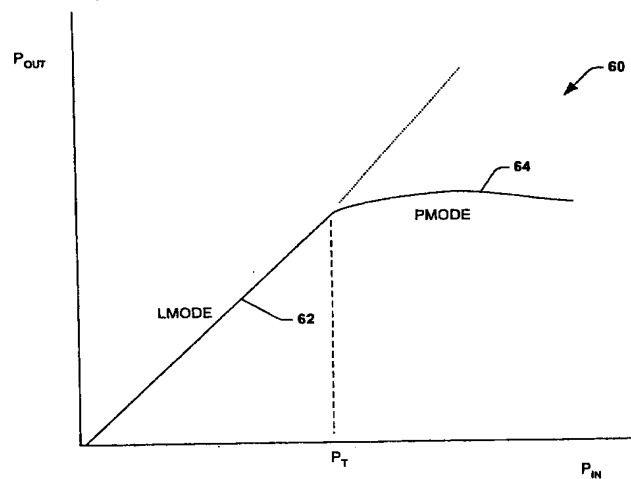
【圖 2】



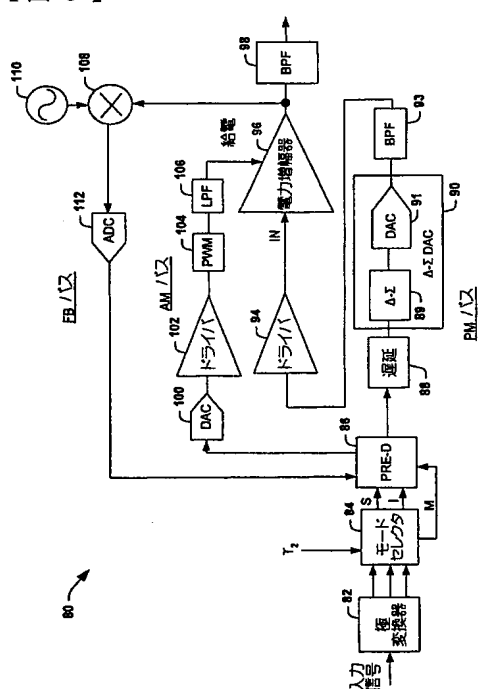
【図 3】



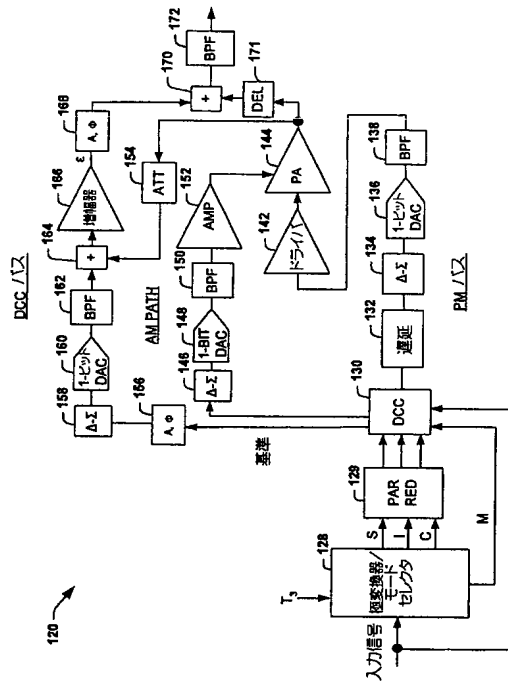
【图 4】



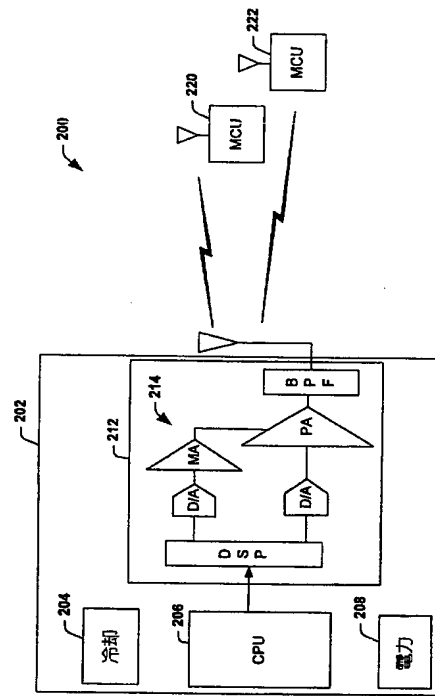
【 図 5 】



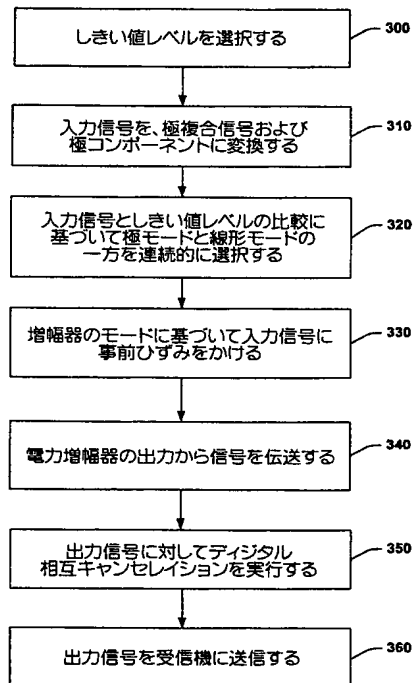
【図 6】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

(74)代理人 100080137
弁理士 千葉 昭男

(74)代理人 100096013
弁理士 富田 博行

(74)代理人 100107696
弁理士 西山 文俊

(72)発明者 フランク・ウィンター
アメリカ合衆国カリフォルニア州 9 2 1 3 0, サンディエゴ, グランドビア・ポート 1 3 4 8 5

(72)発明者 イアン・ロビンソン
アメリカ合衆国カリフォルニア州 9 0 2 9 1, ペニス, マルコ・プレース 1 0 7 9

(72)発明者 ウォルター・デモア
アメリカ合衆国カリフォルニア州 9 2 1 3 1, サンディエゴ, リュー・シャンベリー 1 0 3 2 5

F ターム(参考) 5J500 AA01 AA41 AA51 AC21 AC36 AF18 AF20 AK00 AK04 AK15
AK32 AK34 AK42 AK44 AK53 AS14 AT01 AT02 AT06 NG03
5K060 CC11 DD04 DD05 FF02 FF03 FF06 HH02 HH03 HH06 HH11
HH16 HH22 HH34 HH39 KK08 LL01 LL14